

2F03174-US-P

IEICE B Vol. J85-B No.9, "A Planar-type Multi-sector Antenna Consisting of Slot Yagi-Uda Array", Page 1638

5

In FIG 7, the distance  $l_b$  from the center of the substrate to the reflector is fixed at 11mm, and a radiation pattern is calculated taking the distance  $l_a$  from the wave director to the circumference as 8mm, 16mm, and 24 mm (the radius of the circle: 35mm, 43mm, and 51mm). The result is illustrated in FIG 8. Note that the frequency is 19.5GHz in the figure. Regarding the perpendicular pattern, it shows that the beam width becomes narrower as  $l_a$  increases. For this reason, the maximum gain increases as  $l_a$  increases (11.2, 11.7, and 12.1 dBi respectively for each case of  $l_a$  8mm, 16mm, and 24 mm). However, regardless of the size of the substrate, it is found that the direction of the main beam is  $\theta = 60^\circ$  likewise in the case of the rectangular substrate.

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

# 論文

## スロット八木・宇田アレーを用いた平面マルチセクタアンテナ

川村 輝雄<sup>†</sup> 山本 学<sup>a)</sup> 日景 隆<sup>†</sup> 伊藤 精彦<sup>††</sup>

A Planar-Type Multi-Sector Antenna Consisting of Slot Yagi-Uda Array

Teruo KAWAMURA<sup>†</sup>, Manabu YAMAMOTO<sup>a)</sup>, Takashi HIKAGE<sup>†</sup>,  
and Kiyoohiko ITOH<sup>††</sup>

あらまし 無線 LAN システムでは、マルチバスによる伝送品質の劣化が問題となる。このような劣化を回避する一手法として、マルチセクタアンテナの利用があげられる。設置の容易さなどを考慮すると、突起物のないアンテナを平面配置した平面マルチセクタアンテナを用いることが望ましい。そこで、本論文では、プリントスロット八木・宇田アレーを構成した平面マルチセクタアンテナを提案する。数値計算（スペクトル領域モーメント法及び FDTD 法）を用いて、提案したアンテナの特性評価を行う。これにより、平面構造であるにもかかわらず、セクタ間の相互干渉が極めて小さなマルチセクタアンテナが実現可能であることを示す。また、19 GHz 帯において、提案したアンテナの試作測定を行い、数値計算による検討結果の妥当性を確認している。

キーワード 平面マルチセクタアンテナ、プリントスロット、八木・宇田アレー、スペクトル領域モーメント法、FDTD 法

### 1. まえがき

インターネットの急速な普及により、従来の有線接続に代わる柔軟なネットワークへの接続手段が求められている。このような条件を満たす無線 LAN に対する関心が高まっている。無線 LAN システムは、高速伝送の能力を有していかなければならない。一方、無線通信による大容量情報の伝送を行う際には、マルチバスによる伝送品質の劣化が深刻な問題となる[1]。この種の劣化は、指向性ダイバーシチ能力を有するマルチセクタアンテナの利用により回避できる[2]。

現在までに、多様な構造のマルチセクタアンテナが提案してきた。それらの多くは、指向性アンテナとして、モノポール八木・宇田アンテナ[2]あるいはコナリフレクタアンテナ[3]など、突起物を有するアンテナを採用している。突起のない平面アンテナを用いた構造も検討されているが、アンテナを円筒状に配置するなどしている[4]。しかし、量産と設置の容易さな

どの観点から、突起物のない平面アンテナを平面配置した平面マルチセクタアンテナが望ましい。

平面マルチセクタアンテナとして、いくつかの構造が報告されている[5], [6]。これらは、セクタアンテナとして適切な指向性を実現するために、複雑な構造の給電回路を利用している。このことは、アンテナの小型化及び放射効率などの面において不利となる。

本論文では、給電回路の構造が簡易なプリントスロット八木・宇田アレーを用いた平面マルチセクタアンテナを提案し、数値計算と実験の両面からその有効性を明らかにする。提案するアンテナ構成の具体的な適用イメージとして、小型化が要求される携帯端末への応用を想定する。端末局アンテナのセクタ数は 4 ~ 6 セクタ程度で十分なことが報告されている[7], [8]。このことをふまえて、本論文では主に 6 セクタの場合について検討する。

本論文で着目したスロット八木・宇田アレーについて、これまでいくつかの研究報告がなされている[9], [10]。これらの検討例では、誘電体導波路の励振器としての設計指針が示されているが、通常の指向性アンテナとして用いるための検討はなされていない。そこで本論文では、初めに、6 セクタアンテナの基本素子として設計した 5 素子のプリントスロット八木・宇田アレーの特性を示す。設計はスペクトル領域モーメント法（以

<sup>†</sup> 北海道大学大学院工学研究科、札幌市  
Graduate School of Engineering, Hokkaido University, North  
13, West 8, Kita-ku, Sapporo-shi, 060-8628 Japan

<sup>††</sup> 苫小牧工業高等専門学校、苫小牧市  
Tomakomai National College of Technology, Nishikioka 443,  
Tomakomai-shi, 059-1275 Japan

a) E-mail: yamamoto@ice.eng.hokudai.ac.jp

下, SDMM 法と略記) による数値計算で行った。ただし, SDMM 法は無限大のアンテナ基板を想定しており、有限基板とした場合の特性は評価できない。そこで、SDMM 法で設計した上記アレーに FDTD 法を適用し、アンテナ基板が有限の場合の特性を評価する。この結果より、有限基板の場合であっても、目的とする平面マルチセクタアンテナが構成可能であることを明らかにする。

次に、上記の 5 素子アレーを平面配置して構成した 6 セクタアンテナについて、セクタ間の結合及び放射パターンを解析する。ただし、FDTD 法では六つのセクタのうち、四つのセクタを階段近似する必要があり、すべてのセクタを厳密に考慮することが困難なため、解析には SDMM 法を用いる。解析結果より、プリントスロット八木・宇田アレーを用いれば、金属フィンなどの突起物を配置することなく、平面構造のままであってもセクタ間の相互干渉が極めて小さなマルチセクタアンテナが実現可能であることを示す。

6 セクタの場合に加えて、7 素子アレーで構成した 8 セクタアンテナの解析を行い、本論文で提案するアンテナ構成が 6 セクタ以外にも適用可能であることを示す。最後に、19 GHz 帯において、提案した 6 セクタアンテナの試作測定を行い、数値計算による検討結果の妥当性を確認する。

本論文の構成を以下に示す。2.において、プリントスロット八木・宇田アレーの設計例を示し、数値計算によりその特性を明らかにする。3.において、上記アレーをセクタ配置した場合の放射パターン及び相互結合を数値計算で評価し、平面マルチセクタアンテナが実現可能であることを明らかにする。4.において、試作実験を行い、数値計算による検討の妥当性を確認する。最後に、5.において結論を述べる。

## 2. プリントスロット八木・宇田アレー

本論文では、平面マルチセクタアンテナの基本素子として、プリントスロット八木・宇田アレーを採用する。本章においては、上記アレーの構造を説明するとともに、数値計算 (SDMM 法) により設計した 5 素子アレーの特性を示す。更に、この 5 素子アレーに対して FDTD 法を適用し、アンテナ基板の大きさが有限の場合のリターンロス特性及び放射指向性を評価する。このことにより、プリントスロット八木・宇田アレーが、マルチセクタアンテナの基本素子として利用できることを示す。

### 2.1 アンテナの構造

プリントスロット八木・宇田アレーの構造を図 1 に示す。厚さ  $d$ 、比誘電率  $\epsilon_r$  の誘電体基板の地導体面に、幅  $w_s$  の方形スロットを等間隔  $s$  で  $N$  個配置し、これらを導波器、輻射器及び反射器として用いている。地導体面と反対側にプリントされた幅  $w_f$  のマイクロストリップ線路により、輻射器となるスロットを電磁結合給電している。マイクロストリップ線路は、輻射器の中心から  $O_s$  だけ  $-y$  方向にオフセットした状態で配置されている。また、輻射器から  $l_f$  離れた位置で線路を開放し、スタブとしている。

マイクロストリップ線路給電のスロットアレーインテナは、基板の両面に放射する [11]。しかしながら、無線 LAN の通信形態を考慮すると、背面への放射は不要である。そこで、背面放射をおさえるために、地導体面に長さ  $l_c$ 、幅  $w_c$ 、高さ  $d_c$  のキャビティを付加している。このとき、キャビティ幅を  $w_c < \lambda_0/2$  ( $\lambda_0$  は自由空間中の波長) となるように選択すれば、キャビティを介したスロット間の相互結合がおさえられ、設計が容易になる [12]。更に、キャビティをアンテナ基板と同程度にまで薄型化することが可能となる。

キャビティとスロットとの位置関係は図 2 に示すとおりであり、キャビティの中心軸 ( $x$  方向) 上にスロットが配置されている。スロットの中心は、上記の中心軸上に位置している。1 番目及び  $N$  番目のスロット中心からキャビティ壁面までの距離は、両者ともに  $s_x$  であるとする。

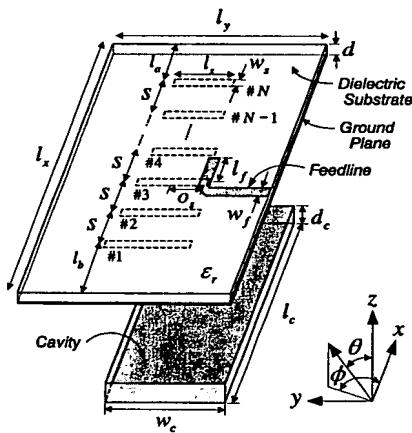


図 1 プリントスロット八木・宇田アレー  
Fig. 1 Printed slot Yagi-Uda array.

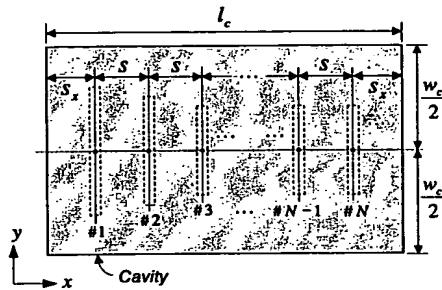


図 2 キャビティの配置  
Fig. 2 Arrangement of the cavity.

以下、無線 LAN 用として利用可能な 19 GHz 帯 [2], [4], [8] をアンテナの設計周波数とする。 $d = 0.38 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.17$  の誘電体基板を想定し、マイクロストリップ線路の幅を  $w_f = 1.2 \text{ mm}$  とする。このとき、線路の特性インピーダンスは  $50\Omega$  となる。また、スロットの幅を  $0.5 \text{ mm}$ 、キャビティの寸法を  $l_c = 19 \text{ mm}$ ,  $w_c = 7.5 \text{ mm}$ ,  $d_c = 1 \text{ mm}$  とする。ただし、キャビティ幅については、20 GHz 以下において  $w_c < \lambda_0/2$  となるように、キャビティ長については、後述の 5 素子アレーに適合するように設定している。

## 2.2 スロット長の設計

八木・宇田アレーを設計するためには、初めにスロットの共振長を見出す必要がある。そこで、図 3(a) に示すように、キャビティの中心にスロットを配置したモデルの SDMM 解析 [11], [12] を行い、共振長を求める。ただし、以下の解析では、磁流の展開関数として、各スロットごとに 7 個の区分正弦波 (PWS) を用いる。

スロットの中央部に接続したデルタギャップ電流源 [13] から見込んだ入力インピーダンス  $Z_{in}$  を SDMM 法で計算する。 $\text{Im}[Z_{in}] = 0$  となるスロット長を見出す方法により共振長を求めた。その結果を図 3(c) に○印で示す。図中の破線は、自由空間波長  $\lambda_0$  と基板の比誘電率  $\epsilon_r$  を用いて、

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (1)$$

で求めた実効波長  $\lambda_e$  の半波長である。SDMM 法で求めた共振長は破線にほぼ一致している。これより、共振長の目安として、式(1)で与えられる  $\lambda_e/2$  を用いればよいことがわかる。19.5 GHz での共振長は  $6.1 \text{ mm}$  である。以下、この長さを  $l_{s0}$  とする。

次に、反射器及び導波器として動作するスロットの

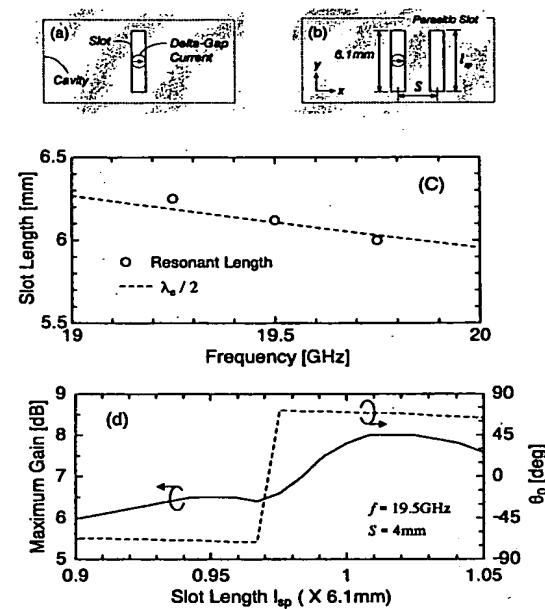


図 3 スロット長の設計  
Fig. 3 Design of slot length.

長さを調べるために、図 3(b) に示す構造を考える。共振周波数が  $19.5 \text{ GHz}$  の給電スロットから  $+x$  方向に  $s$  だけ離れた位置に寄生スロットを配置し、2 素子の八木・宇田アレーを構成する。八木・宇田アレーにおいて、反射器と輻射器との間隔は  $0.25\lambda_0$  程度が最適値であり、導波器どうしの間隔が  $0.3\lambda_0$  を超えると利得低下が生じること [14] をふまえて、 $s = 4.0 \text{ mm}$  ( $19.5 \text{ GHz}$  で  $0.26\lambda_0$ ) とする。

寄生スロットの長さ  $l_{sp}$  をパラメータとして、 $x-z$  面内における主ビーム方向  $\theta_0$  と、最大利得を SDMM 法で求めた結果を図 3(d) に示す。 $l_{sp} = 0.97l_{s0}$  付近を境界として、 $\theta_0$  の方向が反転している。すなわち、寄生スロットは、長さが  $l_{sp} < 0.97l_{s0}$  のとき導波器として、 $l_{sp} > 0.97l_{s0}$  のとき反射器として動作する。寄生スロットを導波器とした場合、 $0.95l_{s0} \simeq 5.7 \text{ mm}$  のとき、反射器とした場合、 $1.02l_{s0} \simeq 6.25 \text{ mm}$  のとき利得が最大となる。

## 2.3 5 素子八木・宇田アレー

1. で述べた理由により、本論文では主に 6 セクタアンテナについて検討する。6 セクタで周方向をカバーするためには、基本アンテナの円すい面パターンのビーム幅が  $360^\circ/6 = 60^\circ$  でなければならない。そこ

で、ビーム幅の目標値を  $60^\circ \pm 5^\circ$  として設計を行う。なお、円すい面パターンとは、図 1において、 $\theta$  を放射のピークとなる角度に固定し、 $\phi$  に対する変化を評価した結果である。基本アンテナのサイドローブレベルは、 $-10\text{ dB}$  以下であるならば、その影響を無視できるとの報告があることから [15]、この値を目標とする。

2.2 で示した結果に基づき、上記の条件を満足する八木・宇田アレーを設計する。図 1 に示すように、1, 2 番目のスロットを反射器、3 番目のスロットを輻射器、 $4, \dots, N$  番目のスロットを導波器とする。

初めに、表 1(a) に示す 5 素子アレーの特性を調べる。反射器と導波器の長さとして、図 3(d) に示した、2 素子アレーの場合に利得最大となる値を用いている。輻射器の長さは、図 3(c) に示した共振長をしている。スロット間隔  $s$  は、2 素子アレーの場合と同じ 4 mm である。前述のとおり、キャビティ全体の長さを 19 mm しているので、キャビティ壁面とスロットとの距離  $s_x$  は 1.5 mm となる。

上記アレーの特性を SDMM 法で計算する。PWS でスロット上の磁流と給電線路上の電流を展開する。各スロットごとに 7 個の PWS を用いて磁流を展開する。給電線路については、図 4 に示すように、文献 [12] と

同様の手法でモデリングする。線路上の  $1/4$  波長に相当する 2.8 mm をスタブ長  $l_f$  とする。 $l_{rx} = 1.4\text{ mm}$ ,  $l_{ry} = 5.6\text{ mm}$ ,  $l'_f = 2.8\text{ mm}$  とし、 $l_f + l_{rx}$  の部分には 3 個の、 $l_{ry} + l'_f$  の部分には 5 個の PWS を配置する。ベントの部分は直角の PWS で近似している。

表 1(a) に示したアレーの 19.5 GHz における放射パターンの計算結果を図 5(a), (b) に実線で示す。垂直面 ( $x-z$  面) パターンにおいて、主ビームは  $\theta = 75^\circ$  を向いており、八木・宇田アレーとしての動作が確認できる。この方向での絶対利得は 9.9 dBi である。 $\theta$  が  $-30^\circ \sim 30^\circ$  の方向で、目標値の  $-10\text{ dB}$  を上回るサイドローブレベルとなっている。また、円すい面パターンのビーム幅は  $54^\circ$  であり、設計目標より  $1^\circ$  小さい。

次に、表 1(a) の寸法を初期値として、目標とするサイドローブレベルとビーム幅が得られるよう各スロットの長さを調整した。その結果を表 1(b) に、放射パターンの計算結果を図 5(c), (d) に実線で示す。また、リターンロス特性の計算結果を図 6 に実線で示す。リターンロスは 19.5 GHz で最小となり、サイドローブレベルは  $-15\text{ dB}$  を下回っている。円すい面パターンの半值角は  $56^\circ$  であり、6 セクタンテナの基本素子として適当な値であることがわかる。そこで、以

表 1 八木・宇田アレーアンテナのパラメータ  
Table 1 Parameters of Yagi-Uda array antenna.

(a) Model 1

	$l_s$	$w_s$
#1	6.25	
#2	6.25	
#3	6.10	0.5
#4	5.70	
#5	5.70	

$S = 4.0, o_s = 3.05$

(b) Model 2

	$l_s$	$w_s$
#1	6.25	
#2	6.10	
#3	6.00	0.5
#4	5.70	
#5	5.00	

$S = 4.0, o_s = 3.05$

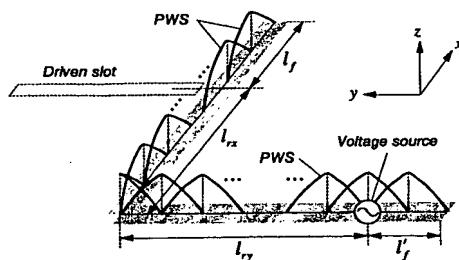


図 4 給電線路のモデリング  
Fig. 4 Modeling of the feedline.

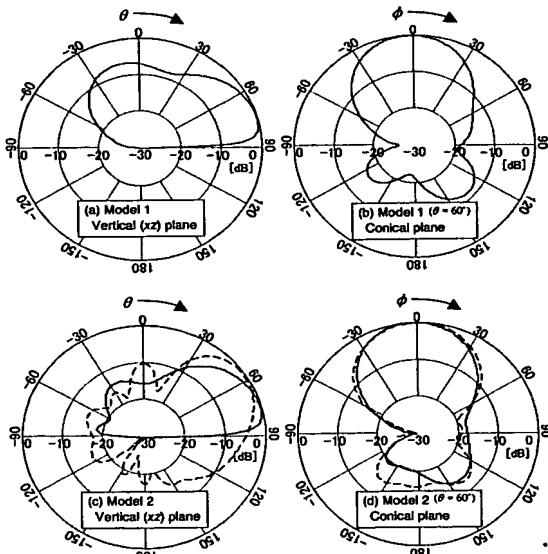


図 5 5 素子アレーの放射パターン  
Fig. 5 Radiation pattern of the 5-element array.

下では、6セクタアンテナの基本素子として、表1(b)に示す5素子アレーを採用する。

#### 2.4 有限基板の場合の特性

SDMM法では無限の広がりを有する基板を仮定している。しかし、実際にアンテナを製作する際、基板の大きさは有限の寸法となる。そこで、本節では、SDMM法で設計した5素子アレーのFDTD解析を行い、有限基板とした場合の特性を明らかにする。以下の解析では、セルサイズを $\Delta x = 0.25\text{ mm}$ ,  $\Delta y = 0.3125\text{ mm}$ ,  $\Delta z = 0.2\text{ mm}$ とし、サブセル法により、表1(b)に示したスロット長を正確に考慮する。吸収境界条件にはBerengerのPMLを用いる。PMLと解析対象のセル数は10とする。デルタギャップ給電[16]を用いてマイクロストリップ線路の給電部をモデリングする。また、階段近似により線路のペントを考慮している。

図1において、 $l_x = 32\text{ mm}$ ,  $l_y = 22\text{ mm}$ ,  $l_a = l_b = 8\text{ mm}$ とした場合について、リターンロス特性を計算した。その結果を図6に破線で示す。FDTD法による結果は、SDMM法の場合に比べて帯域幅が広くなっているが、リターンロス最小の周波数に大きな変化はないことがわかる。SDMM法とFDTD法で帯域幅が異なる理由として次の点が考えられる。

(1) SDMM法では給電プローブの影響が考慮されていないこと。

(2) 給電線路のペント部分のモデリングがSDMM法とFDTD法で異なること。

次に、19.5GHzにおいて放射パターンを計算した結果を図5に破線で示す。垂直面パターンに関して、有限基板となることにより、形状が変化することがわかる。バックロープレベルの変化は小さいものの、主ビームの方向が $60^\circ$ となり、SDMM法の場合と比較して、プロードサイド寄りになることが見て取れる。

また、 $\theta = 0^\circ$ 付近に $-10\text{ dB}$ 程度のサイドローブと、 $-10\text{ dB}$ 未満の背面放射が生じている。これらは、基板のエッジによる回折効果と、後述する表面波の再放射によるものと思われる。主ビーム方向における利得は $11.0\text{ dBi}$ であり、SDMM法の場合( $10.9\text{ dBi}$ )とほぼ同一の値となる。円すい面パターンの半值角は、SDMM法の結果と比べて $1^\circ$ 大きい( $57^\circ$ )が、無限と有限で大きな差はないことが見て取れる。

なお、垂直面パターンのビーム幅が異なっていても利得がほとんど変化しないのは、次の理由による。

(i) アレーによって誘電体基板に表面波[9]が励振される。無限基板の場合、表面波は基板に沿って無限の遠方に伝搬し、放射には寄与しないので、表面波による放射効率の低下が発生する。SDMM法の利得には、このような放射効率の低下が反映されている。

(ii) 有限基板の場合、アンテナにより励振された表面波は、基板に沿って伝搬した後、基板のエッジから再放射される。したがって、無限基板に比べて放射効率は上昇し、これに伴い利得も大きくなるはずである。しかし、再放射された表面波の影響、エッジにおける回折効果により、垂直面のビーム幅は無限基板のそれよりも広くなる。放射効率が上昇した効果が、ビーム幅が広がることによりうち消されて、無限基板と有限基板の最大利得が一致する。

#### 2.5 円形基板の場合の特性

前節では、基板の形状が長方形の場合について特性を評価した。しかし、マルチセクタアンテナを構成する際には、基本素子を放射状に配置するため、基板の形状が円形となる[2]。そこで、図7に示すように、円形基板上にアレーを配置した場合の放射パターンを評価する。ただし、FDTD法を用いる際、階段近似によ

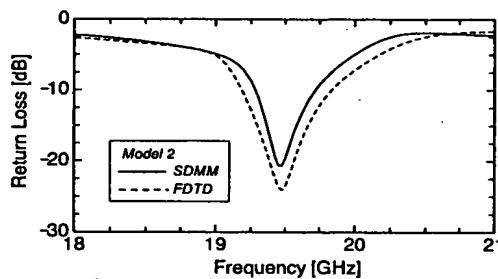


図6 5素子アレーのリターンロス特性  
Fig. 6 Return loss of the 5-element array.

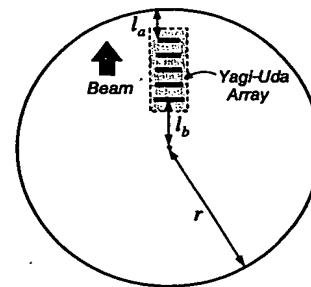


図7 円形基板上のアレーインテナ  
Fig. 7 The array antenna on a circular substrate.

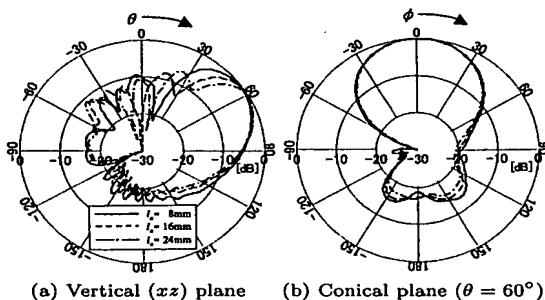


図 8 基板寸法に対する放射パターン  
Fig. 8 Radiation pattern vs. substrate size.

り円形基板を考慮する。

図 7において、基板の中心から反射器までの距離 \$l\_b\$ を \$11\$ mm に固定したうえで、導波器から円周までの距離 \$l\_a\$ を \$8, 16, 24\$ mm (円の半径 \$r = 35, 43, 51\$ mm) として放射パターンを計算した。その結果を図 8 に示す。ただし、同図において、周波数は \$19.5\$ GHz としている。垂直面パターンについて、\$l\_a\$ が増加すると、ビーム幅が小さくなることが見て取れる。このため、最大利得は、\$l\_a\$ の増加に伴い上昇する。(\$l\_a = 8, 16, 24\$ mm の場合について、それぞれ \$11.2, 11.7, 12.1\$ dBi) しかし、主ビーム方向は基板の大きさによらず、長方形基板の場合と同様に、\$\theta = 60^\circ\$ となることがわかる。この値は、屋内で用いられる無線 LAN システムに適合する [7]。円すい面パターンは、基板の寸法によらず形状はほぼ同一であり、半值角が \$58^\circ\$ となる。図 5(b) に示した無限基板並びに長方形基板の場合との差も小さいことから、円すい面パターンは基板の形状によらずほぼ一定となることがわかる。

## 2.6 素子数に対するビーム幅の変化

前節までは 6 セクタへの適用を目的として、5 素子アレーとした場合の特性について検討した。ここでは、素子数を変えた場合の円すい面ビーム幅を評価し、他のセクタ数にも対応可能であることを確認する。

1 ~ 3 番目のスロット長を表 1(b)と同じく設定し、\$4, 5, \dots, N - 1\$ 番目のスロット長を \$5.3\$ mm, \$N\$ 番目のスロット長を \$5.0\$ mm, \$s = 4\$ mm, \$s\_x = 1.5\$ mm として、FDTD 法で放射特性を計算する。ただし、円すい面ビーム幅は基板形状にほとんど依存しないので、\$l\_y = 22\$ mm, \$l\_a = l\_b = 8\$ mm の長方形基板を想定して計算した。なお、多素子の八木・宇田アレーを設計するには、アレーの先端に近づくに従って導波器が短

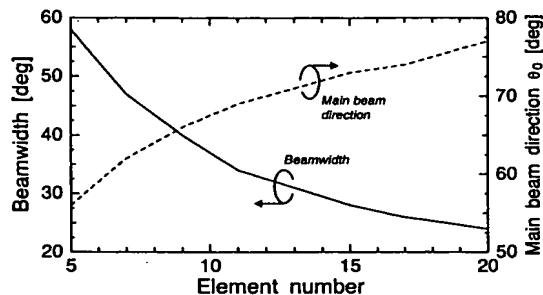


図 9 素子数に対する円すい面ビーム幅と主ビーム方向  
Fig. 9 Beamwidth of conical plane and main beam direction vs. element number.

くなるようにするのが一般的であるが、ここでは簡単のため、一定の長さの導波器を用いる。

放射特性の計算結果から、素子数と円すい面ビーム幅の関係を求めた。その結果を図 9 に実線で示す。また、垂直面 (\$x\$-\$z\$ 面) における主ビームの方向 \$\theta\_0\$ を同図に破線で示す。素子数が増えるにつれて、ビーム幅は狭まり、主ビーム方向はエンドファイア (\$\theta = 90^\circ\$) に近づいていく。この結果より、図 1 に示す構成のプリントスロット八木・宇田アレーは、素子数を適当に選択することにより、6 セクタ以上のアンテナにも対応可能であることがわかる。

## 3. 平面マルチセクタアンテナ

本章では、プリントスロット八木・宇田アレーで平面マルチセクタアンテナを構成した場合について、セクタ配置が放射パターンに与える影響について検討する。また、セクタ間の相互結合を評価し、平面構造のままで結合が小さくおさえられることを示す。

### 3.1 放射指向性に対するセクタ化の影響

平面マルチセクタアンテナの構成を図 10 に示す。表 1(b) の 5 素子アレーを \$60^\circ\$ 間隔で放射状に 6 個配置している。基板の中心と反射器との距離は \$l\_b\$ である。セクタアンテナ全体の寸法を小さくするために、\$l\_b\$ をできるだけ小さくする必要があるが、各セクタのキャビティが重なり合わないようにしなければならない。この条件を満足する \$l\_b\$ の最小値は \$8\$ mm である。

図 10 の構造について放射パターンを計算する。ただし、FDTD 法では、六つのセクタのうち、四つのセクタを階段近似する必要があり、すべてのセクタを正確に考慮することが困難である。セクタ配置の影響は主として円すい面パターンに表れることと [2]、円すい

面パターンは基板の寸法にほとんど依存しないことをふまえて、SDMM 法でセクタ配置の影響を評価する。一つのセクタのみ励振し、他のセクタの給電ポートを終端した場合の放射パターンを図 11 に示す。ただし、同図において、実線は  $l_b$  を最小値 8 mm とした場合の、破線は  $l_b = 11 \text{ mm}$  のときの計算結果である。また、一点鎖線は単体アレーのパターン（図 5 の実線と同一）を示している。垂直面及び円すい面パターンの両者に関して、 $l_b$  が小さくなるにつれてビーム幅が狭くなる傾向が見られるが、パターン形状が大きく乱れることはないことがわかる。円すい面パターンの半值角と最大利得は、 $l_b = 8 \text{ mm}$  のとき  $52^\circ$  と  $11.4 \text{ dBi}$ 、 $l_b = 11 \text{ mm}$  のとき  $56^\circ$  と  $10.9 \text{ dBi}$  である。以上の結果より、プリントスロット八木・宇田アレーをセクタ配置しても、パターン形状の乱れはほとんど生じないことが明らかになった。

### 3.2 セクタ間の相互結合

次に、図 10 の構造について、セクタ間の相互結合を

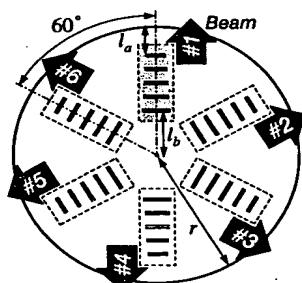


図 10 6 セクタアンテナ  
Fig. 10 6-sector antenna.

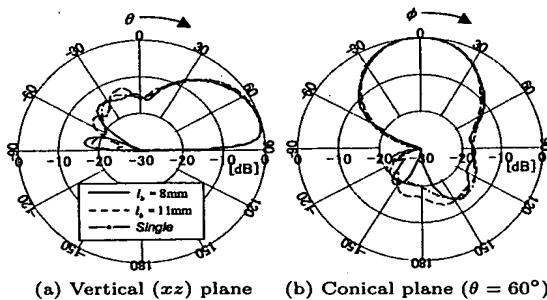


図 11 6 セクタアンテナの放射パターン（無限基板）  
Fig. 11 Radiation pattern of the 6-sector antenna  
(substrate is assumed to be infinite extent).

計算する。ただし、前節と同様の理由により、FDTD 法では正確な計算が困難であるため、無限基板を想定した SDMM 法を用いる。相互結合の計算結果を図 12 に示す。ただし、結合は  $S$  パラメータで評価されており、ポート番号は図 10 に示すセクタ番号に対応している。また、同図には反射特性  $|S_{11}|$  も示されている。

反射は単体の場合と同様に、19.5 GHz 付近において最小となり、全体の傾向も単体のときと大差はない。 $l_b = 8 \text{ mm}$  の場合、19.5 GHz における隣接セクタ間の結合  $|S_{21}|$  は  $-36 \text{ dB}$ 、1 番と 3 番のセクタ間の結合  $|S_{31}|$  は  $-53 \text{ dB}$ 、1 番と 4 番のセクタ間の結合  $|S_{41}|$  は  $-47 \text{ dB}$  であり、セクタ配置の間隔を最小にした場合でも、結合は  $-30 \text{ dB}$  を下回ることがわかる。また、 $l_b = 11 \text{ mm}$  の場合、19.5 GHz での  $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$  と  $|S_{41}|$  はそれぞれ  $-51$ 、 $-52$  及び  $-45 \text{ dB}$  となる。以上の結果より、平面構造のままであっても、セクタ間の相互結合は極めて小さくおさえられることが明らかになった。

### 3.3 8 セクタアンテナ

図 10 に示したアンテナ構成が、6 セクタ以外にも適用可能であることを確認するために、8 セクタアンテナのセクタ間結合及び放射パターンを計算する。

8 セクタアンテナを構成するためには、基本アンテナの円すい面パターンの半值角が  $360^\circ / 8 = 45^\circ$  でな

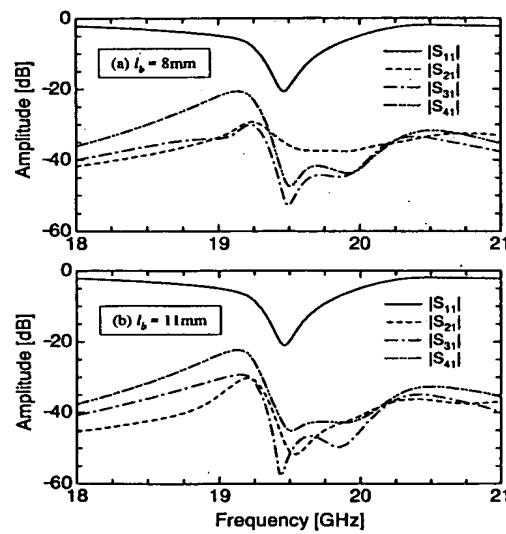


図 12 セクタ間の相互結合  
Fig. 12 Mutual coupling.

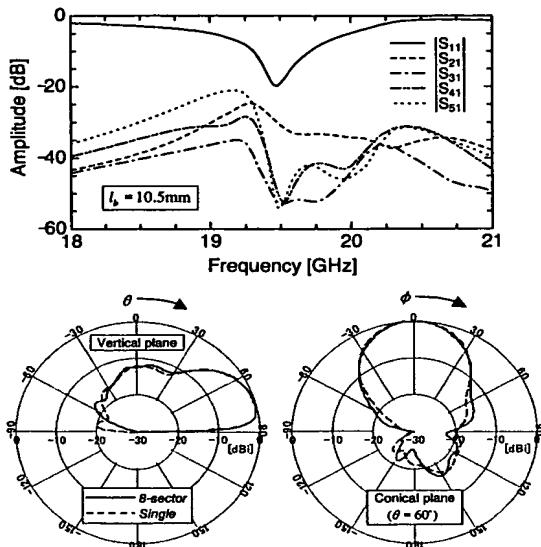


図 13 8 セクタアンテナの特性  
Fig. 13 Characteristics of 8-sector antenna.

ければならない。この条件を満足するためには、図 9 より、アレーの素子数を 7 とすればよいことがわかる。

図 10 と同じ要領で、7 素子アレーを 45° 間隔で放射状に 8 個配置し、8 セクタアンテナを構成する。ただし、ここで用いる 7 素子アレーのスロット長は、2.6 で述べた与え方にそって決定している。8 セクタの場合、各セクタのキャビティが重なり合わない最小の  $l_b$  は 10.5 mm となる。 $l_b = 10.5 \text{ mm}$  として、SDMM 法で計算したセクタ間結合を図 13 に示す。また、同図には、19.5 GHz における放射パターンを実線で示している。

反射が最小となる 19.5 GHzにおいて、隣接セクタ間の結合  $|S_{21}|$  は  $-31 \text{ dB}$ 、それ以外の結合は  $-54 \sim -52 \text{ dB}$  程度であり、6 セクタの場合と同様に、結合は  $-30 \text{ dB}$  を下回ることがわかる。垂直面及び円すい面の両者ともに、アレー単体（破線）とほぼ同じ形状のパターンとなっている。最大利得は  $11.8 \text{ dBi}$ 、円すい面パターンのビーム幅は  $45^\circ$  であり、8 セクタアンテナとして適当な特性であることがわかる。以上の結果より、本論文で提案する構成が、6 セクタ以外にも適用可能であることがわかる。

#### 4. 実験結果

本章では、5 素子プリントスロット八木・宇田アレー

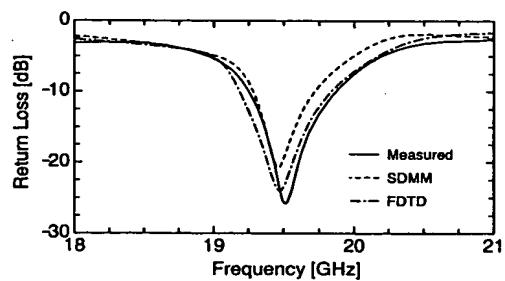


図 14 アレー単体のリターンロス測定結果（長方形基板）  
Fig. 14 Measured return loss of the single array on the rectangular substrate.

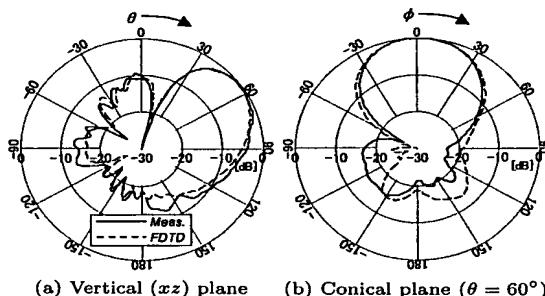


図 15 アレー単体の放射パターン測定結果（円形基板）  
Fig. 15 Measured radiation pattern of the single array on the circular substrate.

の単体並びに 6 セクタアンテナを試作し、数値計算による検討結果の妥当性を確認する。以下の実験では、直径  $0.5 \text{ mm}$  の同軸プローブにより、アンテナ背面からマイクロストリップ線路を励振している。

##### 4.1 アレー単体の試作

図 1 に示した長方形基板 ( $l_x = 32 \text{ mm}$ ,  $l_y = 22 \text{ mm}$ ,  $l_a = l_b = 8 \text{ mm}$ ) の 5 素子アレーを試作し、リターンロス特性を測定した。その結果を図 14 に実線で示す。リターンロス最小の周波数は  $19.52 \text{ GHz}$  であり、SDMM 法及び FDTD による計算結果とほぼ一致している。

次に、図 7 に示す円形基板の 5 素子アレーを試作し、 $19.5 \text{ GHz}$  で放射パターンを測定した。その結果を図 15 に実線で示す。ただし、基板寸法は、次節の 6 セクタアンテナ試作を考慮して、 $r = 35 \text{ mm}$ ,  $l_a = 8 \text{ mm}$ ,  $l_b = 11 \text{ mm}$  とした。垂直面及び円すい面パターンの両者に関して、実験と計算の形状はほぼ一致している。円すい面パターンの半值角は  $56^\circ$  であり、FDTD 法

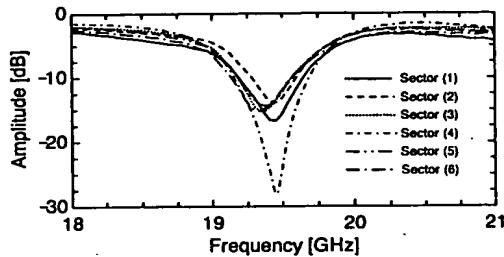


図 16 6 セクタアンテナのリターンロス測定結果  
Fig. 16 Measured return loss of 6-sector antenna.

の結果よりも  $2^\circ$  小さい。また、最大利得は  $10.7 \text{ dBi}$  であり、計算値よりも  $0.5 \text{ dB}$  低い。利得の測定結果が計算値よりも小さい理由として、アンテナと測定系を接続するために用いた、長さ  $4 \text{ cm}$  のセミリジッドケーブルの損失（約  $0.2 \text{ dB}$ ）の影響、解析ではアンテナ導体の損失を考慮していないことがあげられる。

#### 4.2 6 セクタアンテナの試作

図 10 に示した 6 セクタアンテナを試作した。試作アンテナの基板寸法は  $r = 35 \text{ mm}$ ,  $l_a = 8 \text{ mm}$ ,  $l_b = 11 \text{ mm}$  とした。以下の測定では、非励振セクタを整合負荷で終端している。

初めに、リターンロスの測定結果を図 16 に、 $19.5 \text{ GHz}$  で測定した円すい面パターンを図 17 に示す。セクタ 1 は  $19.46 \text{ GHz}$ , セクタ 2 と 4 は  $19.45 \text{ GHz}$ , セクタ 3 と 5 は  $19.36 \text{ GHz}$ , セクタ 6 は  $19.33 \text{ GHz}$  においてリターンロスが最小となっている。製作誤差のために、反射最小になる周波数と、パターンのバックロープの形状がばらついているが、主ビームの形状は各セクタともにほぼ同一となっており、周方向をカバーする指向性が得られていることがわかる。

次に、1, 2, 3, 4 番目のセクタをそれぞれポート 1, 2, 3, 4 として測定した  $S$  パラメータの振幅を図 18 に示す。ただし、同図において、測定結果は実線で、計算結果は破線で示されている。また、 $19.5 \text{ GHz}$  において測定したセクタ間結合を表 2 にまとめて示す。1 番と 2 番のセクタ間 ( $|S_{21}|$ ) が  $-45 \text{ dB}$ , 1 番と 3 番のセクタ間 ( $|S_{31}|$ ) が  $-41 \text{ dB}$ , 1 番と 4 番のセクタ間 ( $|S_{41}|$ ) が  $-37 \text{ dB}$  である。他のセクタ間結合も含めて、計算と比較して全体的にレベルは高くなっているものの、実用上問題のない値であることがわかる。

最後に、1 番目のセクタを励振し、 $19.5 \text{ GHz}$  において放射パターンを測定した結果を図 19 に実線で示す。

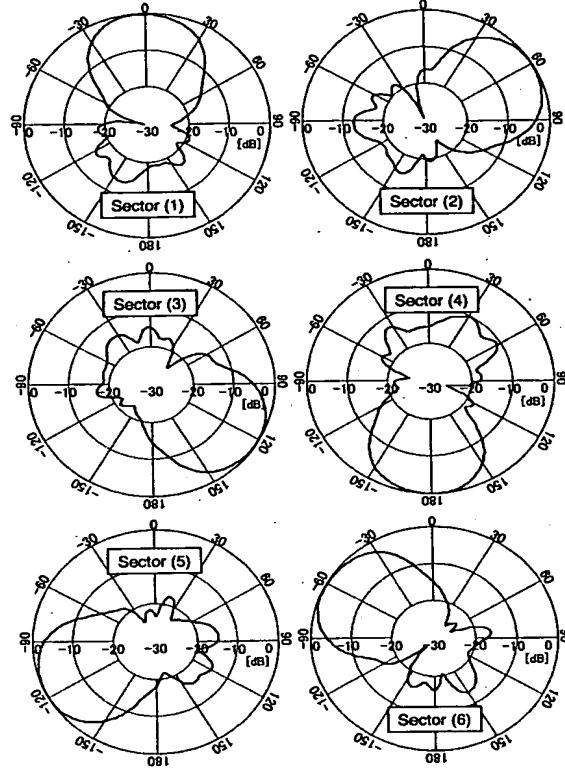


図 17 6 セクタアンテナの円すい面パターン測定結果  
Fig. 17 Measured conical plane pattern of the 6-sector antenna.

表 2 セクタ間の相互結合  
Table 2 Mutual coupling.

$ S_{21} $	$ S_{32} $	$ S_{43} $	$ S_{54} $	$ S_{65} $	$ S_{16} $	Calc.
-45	-61	-46	-47	-43	-45	-51
$ S_{31} $	$ S_{42} $	$ S_{53} $	$ S_{64} $	$ S_{15} $	$ S_{26} $	Calc.
-40	-38	-44	-39	-42	-40	-52
$ S_{41} $	$ S_{52} $	$ S_{63} $	$ S_{14} $	$ S_{25} $	$ S_{36} $	Calc.
-36	-39	-39	-36	-39	-39	-45

また、同図には、円形基板上に作成した単体アレーの測定結果（図 15 と同一）も破線で示している。垂直面及び円すい面パターンの両者に関して、セクタ配置した場合であっても、アレー単体と同様の放射パターンが得られている。最大利得及び円すい面パターンの半值角はそれぞれ  $10.6 \text{ dBi}$  及び  $56^\circ$  であり、アレー単体のときとほぼ一致している。

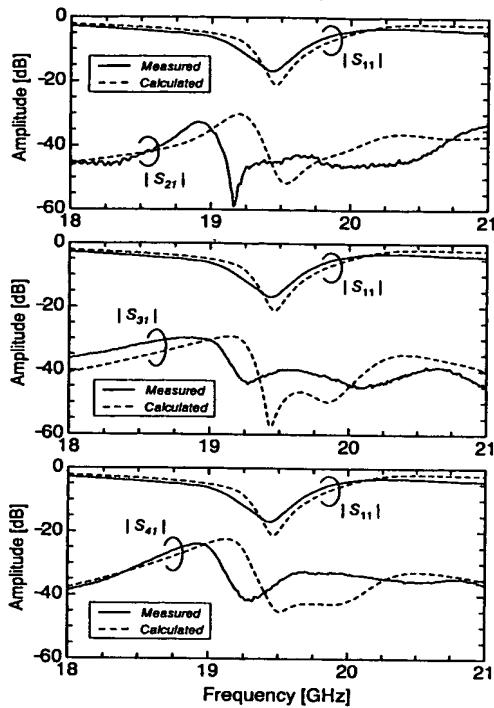


図 18 反射・伝送特性の測定結果  
Fig. 18 Measured S parameters.

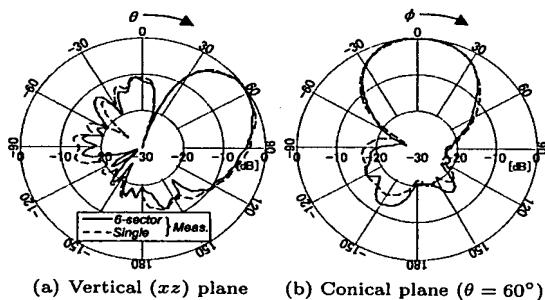


図 19 放射パターンの比較  
Fig. 19 Comparison of radiation pattern.

## 5. むすび

本論文では、プリントスロット八木・宇田アレーランテナを用いた平面マルチセクタアンテナを提案し、数値計算と実験の両面からその有効性を明らかにした。

具体的な適用イメージとして 6 セクタの端末局アンテナを想定し、6 セクタアンテナを構成するための 5

素子プリントスロット八木・宇田アレーを設計した。設計はスペクトル領域モーメント法を用いて行った。

上記アレーに FDTD 法を適用し、有限基板の場合の特性を評価した。この結果より、設計したアレーアンテナが、6 セクタアンテナの基本素子として利用できることを明らかにした。また、アレーの素子数に対する円すい面ビーム幅の評価を行い、本論文で提案したプリントスロット八木・宇田アレーが、6 セクタ以外の基本素子としても利用できることを示した。

次に、上記の 5 素子アレーで構成した 6 セクタアンテナについて、スペクトル領域モーメント法による数値解析を行った。アレーをセクタ配置した場合であっても、放射パターンの形状はアレー単体の場合と大差はないことと、セクタ間の結合は -30 dB 以下におさえられることを示した。このことから、プリントスロット八木・宇田アレーを用いれば、金属フィンなどの突起物を配置することなく、平面構造のままであっても、セクタ間の干渉が極めて小さな平面マルチセクタアンテナが実現できることを明らかにした。6 セクタの場合に加えて、7 素子のアレーで構成した 8 セクタアンテナの特性を評価し、提案したアンテナ構成が 6 セクタ以外にも適用可能であることを示した。

最後に、5 素子プリントスロット八木・宇田アレーの単体並びに 6 セクタアンテナの試作測定を行い、計算結果との比較検討を行った。このことにより、数値計算による検討結果の妥当性を確認した。

今後の課題として、アンテナレードームまで含めた薄型化の検討、及びセクタスイッチも含めた実装法に関する検討があげられる。また、キャビティ部分の製作を容易にするために、スルーホールでキャビティを形成した構造についても検討する。

謝辞 本研究は日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究(A)(2)11355017 により行われた。

## 文 献

- [1] 伊藤俊夫, 佐藤明雄, 西川武裕, “広帯域無線方式における所要アンテナ指向特性のシミュレーション結果,” 1996 信学ソ大, B-34, Sept. 1996.
- [2] 丸山珠美, 上原一浩, 鹿子嶋憲一, “モノポール八木・宇田アレーアンテナを用いた無線 LAN 用小型マルチセクタアンテナの解析と設計,” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.5, pp.424-433, May 1997.
- [3] 丸山珠美, 京谷芳裕, 上原一浩, 鹿子嶋憲一, “金属フィン付きコナリフレクタアンテナを用いた小型 12 セクタアンテナの設計と解析,” 信学技報, A-P97-72, pp.11-16, July 1997.
- [4] T. Seki and T. Hori, “Cylindrical Multi-Sector

論文／スロット八木・宇田アレーを用いた平面マルチセクタアンテナ

- Antenna with Self-Selecting Switching Circuit," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.9, pp.2407-2412, Sept. 2001.
- [5] 久我宣裕, 新井宏之, "平面型マルチセクタアンテナ," 1997 信学総大, SB-1-8, March 1997.
- [6] K. Uehara, T. Seki, and K. Kagoshima, "A Planar Sector Antenna for Indoor High-Speed Wireless Communication Systems," IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.12, pp.1773-1777, Dec. 1996.
- [7] 福田繁雄, 関 智弘, 堀 俊和, "屋内高速無線アクセスにおける天井設置型円偏波セクタアンテナの効果," 1998 信学ソ大, B-1-107, Oct. 1998.
- [8] 白土 正, 小島康義, 荒木浩二郎, "19 GHz 帯小型無線 LAN 装置の構成および特性," 1998 信学ソ大, B-5-210, Oct. 1998.
- [9] A.R. Perkins and T. Itoh, "Dielectric slab based spatial power combiners," IEEE AP-S Int. Symp. 1998 Digest, pp.474-477, June 1998.
- [10] Y. Shih, J. Rivera, and T. Itoh, "Directive planar excitation of an image-guide," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, pp.5-7, June 1981.
- [11] 山本 学, 石崎孝介, 村本 充, 佐々木金見, 伊藤精彦, "無線 LAN 用パックワード励振スロットアレーインテナ," 信学論 (B), vol.J83-B, no.6, pp.872-880, June 2000.
- [12] 山本 学, 石崎孝介, 村本 充, 佐々木金見, 伊藤精彦, "キャビティ付きパックワード励振スロットアレーインテナ," 信学論 (B), vol.J83-B, no.12, pp.1730-1738, Dec. 2000.
- [13] N.K. Das, "Power Leakage, Characteristic Impedance, and Leakage-Transition Behavior of Finite-Length Stub Sections of Leaky Printed Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.44, no.4, pp.526-536, April 1996.
- [14] C.A. Balanis, Antenna Theory, 2nd ed., pp.514-515, John Wiley & Sons, 1997.
- [15] 上原一浩, 関 智弘, 鹿子嶋憲一, "屋内伝搬遅延特性におけるアンテナサイドローブの影響," 1995 信学総大, B-3, March 1995.
- [16] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, p.157, コロナ社, 1998.

(平成 14 年 1 月 15 日受付, 4 月 10 日再受付)

山本 学 (正員)



平 5 北大・工・電子卒。平 10 同大大学院博士後期課程了。同年同大大学院・工・電子情報・助手、平 12 同助教授、現在に至る。この間、平面アンテナの数値解析、無線 LAN 用マルチセクタアンテナの開発、ミリ波帯アンテナ・導波路に関する研究に従事。工博。平 9 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。

日景 隆 (正員)



平 9 北大・工・電子卒。平 11 同大大学院修士課程了。同年同大大学院・工・電子情報・助手、現在に至る。この間、太陽発電衛星 SPS2000 送電アンテナの FDTD 法による設計に関する研究に従事。平 12 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。

伊藤 精彦 (正員)



昭 38 北大・工・電気卒。昭 40 同大大学院修士課程了。同年北大・工・電子・講師、昭 41 同助教授、昭 54 同教授、平 13 苫小牧工業高等専学校長、現在に至る。この間、電磁波、アンテナ、情報伝送、放送衛星による時刻と周波数の精密比較、スーパーレゾリューション法を用いた電磁波測定、太陽発電衛星等の研究に従事。昭 45~46 米国シラキュース大にてアンテナシステムに関する研究に従事。工博。昭 43 年度米沢賞、平 3 SPS 論文賞、平 9 本会業績賞受賞。IEEE シニア、映像メディア学会各会員。



川村 健雄 (正員)

平 11 北大・工・電子卒。平 13 同大大学院修士課程了。同年(株)NTT ドコモ入社。在学中、スロットアレーインテナの研究に従事。

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**